

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-236739
 (43)Date of publication of application : 10.09.1993

(51)Int.CI. H02M 3/28
 H01F 27/24
 H02M 7/537

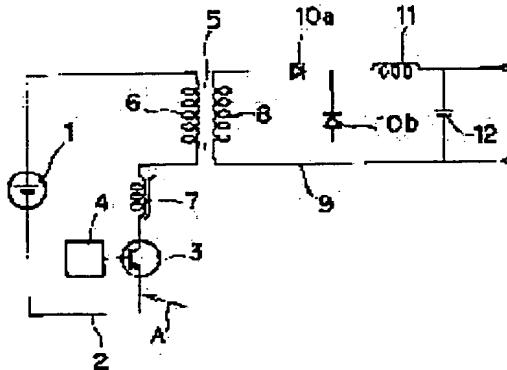
(21)Application number : 04-036571 (71)Applicant : TOSHIBA CORP
 (22)Date of filing : 24.02.1992 (72)Inventor : NAKAGAWA KATSUTOSHI
 SAWA TAKAO
 YAMADA DAIKI
 KUSAKA TAKAO
 NAKAJIMA KAZUMI

(54) SWITCHING POWER SOURCE

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a switching power source where power efficiency is sharply improved by suppressing the switching loss and the high frequency loss by a saturable inductor itself when performing high frequency switching.

CONSTITUTION: A switching circuit 2, which has a switching element 3, is connected to an input DC power source 1. The switching circuit 2 is connected to the primary winding 6 of a transformer 5, and the secondary winding 8 of the transformer 5 is connected to a rectifying and smoothing circuit 9 which has an element for rectification and smoothing. A saturable inductor 7, which has a core where the DC angle ratio is within the range of 0.5%–70% and besides the angle ratio of 1MHz is within the range of 700%–95%, is inserted, using a Co group amorphous alloy band 15,,m in thickness or a soft magnetic alloy band, which has superfine crystals having Fe for its group, into at least one side of the position in series with the switching element 3 in the switching circuit 2 and the position between the switching element 3 and the element for rectification and smoothing in the smoothing and rectifying circuit 9.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.02.1999
 [Date of sending the examiner's decision of rejection] 31.07.2001
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平5-236739

(43) 公開日 平成5年(1993)9月10日

(51) Int. C1. ^s	識別記号	府内整理番号	F I	技術表示箇所
H 02M 3/28	F	8726-5H		
H 01F 27/24				
H 02M 7/537	A	9181-5H 8935-5E	H 01F 27/24	C

審査請求 未請求 請求項の数2

(全10頁)

(21) 出願番号 特願平4-36571

(22) 出願日 平成4年(1992)2月24日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 中川 勝利

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8 株式会
社東芝横浜事業所内

(72) 発明者 沢 孝雄

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝横浜事業所内

(72) 発明者 山田 大樹

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝横浜事業所内

(74) 代理人 弁理士 須山 佐一

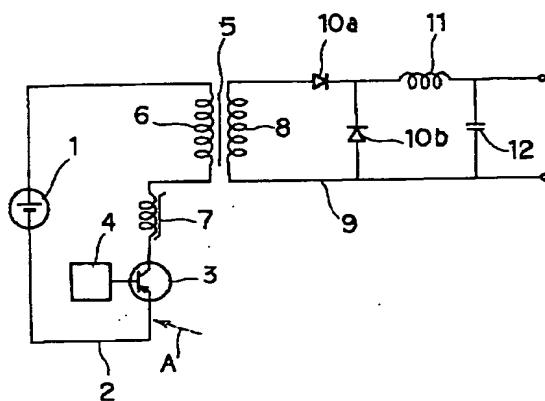
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】スイッチング電源

(57) 【要約】

【目的】 500kHz以上というような高周波スイッチングを行なう際に、スイッチング損失および可飽和インダクタ自身による高周波損失をいずれも抑制することにより、電源効率の大幅な向上を図ったスイッチング電源を提供する。

【構成】 入力直流電源1にはスイッチング素子3を有するスイッチング回路2が接続されている。スイッチング回路2はトランジスタ5の1次巻線6に接続され、トランジスタ5の2次巻線8は整流平滑用素子を有する整流平滑回路9に接続されている。スイッチング回路2におけるスイッチング素子3と直列の位置、および整流平滑回路9におけるトランジスタ5と整流平滑用素子との間の位置の少なくとも一方に、板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄帯またはFeを基とする超微細結晶を有する軟磁性合金薄帯を用い、直流角形比が0.5%~70%の範囲で、かつ1MHzの角形比が70%~95%の範囲の磁心を有する可飽和インダクタ7を挿入する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力回路に接続されたスイッチング素子を有するスイッチング回路と、このスイッチング回路に1次巻線が接続されたトランスと、このトランスの2次巻線に接続された整流平滑用素子を有し、該2次巻線からの出力を整流平滑し負荷に供給する整流平滑回路とを具備するスイッチング電源において、

前記スイッチング回路における前記スイッチング素子と直列の位置、および前記整流平滑回路における前記トランスと前記整流平滑用素子との間の位置の少なくともいずれか一方に、板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄帯またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帯からなる磁心を有する可飽和インダクタを挿入したことを特徴とするスイッチング電源。

【請求項2】 請求項1記載のスイッチング電源において、前記可飽和インダクタは、直流角形比が0.5%～70%の範囲で、かつ1MHzの角形比が70%～95%の範囲であることを特徴とするスイッチング電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、スイッチングレギュレータやDC/DCコンバータ等のスイッチング回路を用いたスイッチング電源に関する。

【0002】

【従来の技術】電子機器の安定化電源等として、近年スイッチング電源が多用されている。スイッチング電源は、一般に入力直流電圧をスイッチング回路により高周波に変換してからトランスを介して取出し、さらに整流平滑を行って負荷へ伝達するものであり、非安定な電源から安定化された出力電圧を発生するスイッチングレギュレータや、直流電圧を昇圧または降圧するDC/DCコンバータ等として実用化されている。

【0003】このようなスイッチング電源におけるスイッチング素子からの電圧波形および電流波形は、図5に示すようになり、スイッチング素子のターンオフ時およびターンオン時に電圧と電流とが重なる部分（図中、斜線部分で示す）が生ずる。このように、電圧と電流とが重なることによって、損失いわゆるスイッチング損失が生ずる。

【0004】ところで、最近、電源に対する小形軽量化の要求が強まるにつれて、スイッチング周波数はより一層高周波化される傾向にある。このように、スイッチング周波数が高周波化されることに伴って、上記したスイッチング損失が増大して問題となっている。そこで、スイッチング損失の低減を図るために、トランスの2次巻線と整流ダイオード等の整流平滑用素子との間に、可飽和インダクタをレゾナンサとして挿入することが行われている。すなわち、整流平滑回路に挿入した可飽和インダクタにより電流の立ち上げを遅らせ、電圧と電流との

2

重なりを抑制することによって、損失の発生を防止しようとするものである。上記可飽和インダクタのコア材料には、直流角形磁化特性に優れたFe-Ni系結晶質合金例えればセンデルタ、あるいはCo基アモルファス合金等が使用されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、スイッチング電源回路内に可飽和インダクタを挿入することによって、スイッチング損失自体の低減は図られている。しかしながら、従来の可飽和インダクタのコア材料は、高周波域における損失が大きいことから、スイッチング周波数が例えば500kHz以上というように高周波化されると、可飽和インダクタ自身による損失が飛躍的に増大するという問題が生じている。このように、可飽和インダクタ自身による損失が増大すると、スイッチング損失自体は低減されても、スイッチング電源回路全体として考えた場合には損失の低減に繋がらず、逆に損失の増大を招いていた。

【0006】

20 このようなことから、スイッチング損失の低減効果を確保した上で、可飽和インダクタ自身による高周波損失を抑制することにより、スイッチング電源回路全体として、電源効率の向上を図ることが強く求められている。

【0007】本発明は、このような課題に対処してなされたものであり、例えば500kHz以上というような高周波スイッチングを行う際ににおいて、スイッチング損失および可飽和インダクタ自身による高周波損失をいずれも抑制し、電源効率の大幅な向上を図ったスイッチング電源を提供することを目的としている。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明のスイッチング電源は、入力回路に接続されたスイッチング素子を有するスイッチング回路と、このスイッチング回路に1次巻線が接続されたトランスと、このトランスの2次巻線に接続された整流平滑用素子を有し、該2次巻線からの出力を整流平滑し負荷に供給する整流平滑回路とを具備するスイッチング電源において、前記スイッチング回路における前記スイッチング素子と直列の位置、および前記整流平滑回路における前記トランスと前記整流平滑用素子との間の位置の少なくともいずれか一方に、板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄帯またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帯からなる磁心を有する可飽和インダクタを挿入したことを特徴としている。

【0009】また、上記スイッチング電源において、前記可飽和インダクタは、直流角形比が0.5%～70%の範囲で、かつ1MHzの角形比が70%～95%の範囲であることを特徴としている。

【0010】

【作用】本発明のスイッチング電源においては、高周波特性に優れた板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄

帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶からなる磁心を有する可飽和インダクタを、スイッチング素子と直列の位置やトランスの2次巻線と整流平滑用素子との間の位置に挿入している。上記Co基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶を用いた可飽和インダクタを用いれば、可飽和性と高周波特性に優れることから、例えば500kHz以上の高周波でスイッチングを行う際においても、電流の立上りを遅らすことによるスイッチング損失の低減を十分に図ることができ、かつ可飽和インダクタ自身による高周波損失は極めて小さい。よって、高周波でスイッチングを行う場合においても、電源効率の向上が達成される。特に、可飽和インダクタの直流角形比が0.5%～70%の範囲で、かつ1MHzの角形比が70%～95%の範囲である場合に、磁心自体の低損失とスイッチング損失の効果的な低減が図れる。

【0011】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明する。

【0012】図1は、本発明の一実施例のスイッチング電源の構成を示す回路図である。同図において、1は入力直流電源であり、この入力直流電源1にはスイッチング回路2が接続されている。このスイッチング回路2は、スイッチング素子としてのトランジスタ3と、このトランジスタ3のスイッチング制御を行う制御回路4とから構成されるフォワードコンバータ回路であり、その出力端はトランス5の1次巻線6に接続されている。

【0013】そして、上記スイッチング回路2には、トランジスタ3と直列位置に、レゾナンサとして可飽和インダクタ7が挿入されている。この可飽和インダクタ7は、板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶からなる磁心を有するものであり、本発明における特徴的な部分である。

【0014】トランス5の2次巻線8には、整流平滑回路9が接続されている。この整流平滑回路9は、整流用ダイオード10a、10bと、チョークコイル11と、平滑用コンデンサ12とから構成されており、この整流平滑回路9にトランス5を介して送られた交流電圧は、整流平滑回路9によって直流とされ、この直流出力が負荷に供給される。

【0015】また、Co基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶からなる磁心を有する可飽和インダクタ7は、図2に示すように、上記した整流平滑回路8における整流平滑用素子

(ダイオード10a、10b等)とトランス5の2次巻線8との間の位置に挿入しても、図1に示す回路構成と同様な効果が得られる。図2における可飽和インダクタ7においては、帰還制御回路は形成されていない。また、図1および図2における矢示A、Bの部分に可飽和インダクタ7を挿入しても同様な効果が得られる。さら

に、図1に示すトランジスタ3と直列位置と、図2に示す整流平滑用素子とトランス5の2次巻線7間の位置の双方に、可飽和インダクタ7を挿入することも可能である。上記したような位置に挿入された可飽和インダクタ7は、それ自身が磁気的に飽和するまでは高インピーダンスとして働くため、電流の立上りを遅らすことができ、よってスイッチング損失の低減に寄与する。

【0016】上記した可飽和インダクタ7は、板厚15μm以下のCo基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶からなる磁心を有するものである。Co基アモルファス合金およびFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶は、本質的に高周波特性に優れるものであるが、板厚があまり厚いと材料の損失が大きくなり過ぎ、特に1MHz以上の動作では問題となるために、15μm以下のCo基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶を用いる。ただし、板厚が2μm未満であると、磁束量が少なくなってしまい、言い換えると動作時の磁束密度が大きくなり過ぎ、結果として発熱が大きくなるために好ましくない。よって、Co基アモルファス合金薄帶およびFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶の板厚は、2μm～15μmの範囲とすることが好ましく、さらに好ましくは3μm～12μmの範囲であり、より望ましくは4μm～10μmの範囲である。なお、本発明における板厚は、合金の密度、試料の重量、薄帯長さおよび幅から求められる平均板厚である。

【0017】また、上記可飽和インダクタ7としては、上述したようなCo基アモルファス合金薄帶またはFeを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帶を用いると共に、磁心の直流角形比が0.5%～70%の範囲で、かつ1MHzにおける角形比が70%～95%の範囲であることが好ましい。直流の角形比が0.5%未満では、可飽和性が高周波域に至るまで見られなくなるため、レゾナンサとして適切な時間分だけ電流の立上りを抑制することが困難となる。一方、直流の角形比が70%を超えると、高周波域での損失が増大するため、電源効率の低下を招いてしまう。直流角形比のより好ましい範囲は1%～65%である。また、同様に1MHzの角形比が70%～95%である場合に、動作時の発熱が少なく、かつ適切な時間分だけ電流の立上りを抑制することができる。1MHzの角形比のより好ましい範囲は75%～90%である。このように、可飽和インダクタ7の直流角形比と1MHzの角形比を上記範囲とすることにより、高周波域における低損失を満足させた上で、レゾナンサとしての機能を良好に得ることが可能となるため、スイッチング損失と可飽和インダクタ自身による高周波損失をいずれも小さくすることができる。よって、例えば500kHz以上というような高周波域でスイッチングを行う場合においても、電源効率の大幅な向上が達成される。

【0018】なお、本発明における直流角形比はB/r/

B_s (B_r は残留磁束密度を、 B_s は飽和磁束密度を表す) を示し、また1MHzの角形比は B_r / B_1 (B_1 は印加磁場 1Oe のときの磁束密度を、 B_r は残留磁束密度*)

一般式 : $(Co_{1-a-b} Fe_a M_b)_{100-x}$

(式中、 Mは V、 Cr、 Mn、 Ni、 Cu、 Nb、 Mo、 Taおよび W から選ばれた少なくとも1種の元素を、 a、 b、 cおよび xは $0 \leq a \leq 0.10$ 、 $0.005 \leq b \leq 0.10$ 、 $0.15 \leq c \leq 0.9$ $0, 15 \leq x \leq 32$ (at%) をそれぞれ満足する数を示す) で組成が実質的に表されるCo基アモルファス合金薄帯を用いると共に、この合金薄帯の巻回体もしくは積層体に合金組成に応じて適切な熱処理を施し、角形比を上記範囲内とすることにより得られる。上記(1)式におけるM元素がCr、 MnまたはNiの場合には、通常の歪取り熱処理のみにより上記角形比が達成される。この際の熱処理条件は、通常、 300°C以上でかつ結晶化温度以下の温度で、 1分~10時間程度である。また、 M元素が上記元素群以外の場合には、上記歪取り熱処理の有無にかかわらず、その合金のキュリー温度以下で 1分~10時間程度、薄帯の幅方向に 1Oe 以上の磁場を印加しながら熱処理を行うことによって、直流角形比および1MHzの角形比を上記範囲とすることができます。なお、これら熱処理における雰囲気は特に問わず、窒素、アルゴン等の不活性雰囲気中、真空中、水素等の還元性雰囲気中、大気中のいずれでもよい。

【0019】また、上記(1)式におけるFeは、磁歪定数をCoとのバランスにより零にすることができる元素であり、その添加量が aの値として0.01から0.10の範囲で達成される。より好ましい aの値は0.02~0.09であり、さ※

一般式 : $Fe_{100-e-f-g-h-i-j} E_g G_j J_z Si_h B_i Z_j$

(式中、 E はCuおよびAuから選ばれた少なくとも 1種の元素を、 G は4A族元素、 5A族元素、 6A族元素および希土類元素からなる群から選ばれた少なくとも 1種の元素を、 J はMn、 Al、 Ga、 Ge、 In、 Snおよび白金族元素からなる群から選ばれた少なくとも 1種の元素を、 Z は C、 Nおよび Pからなる群から選ばれた少なくとも 1種の元素を表し、 e、 f、 g、 h、 i および j は、 $0.1 \leq e \leq 8$ 、 $0.1 \leq f \leq 10$ 、 $0 \leq g \leq 10$ 、 $12 \leq h \leq 25$ 、 $3 \leq i \leq 2$ 、 $0 \leq j \leq 10$ 、 $15 \leq h+i+j \leq 30$ の各式を満足する数である。ただし、上記式中の全ての数字は at%を示す) で実質的に表されるものが挙げられる。

【0022】ここで、上記(2)式の E元素は、耐食性を高め、結晶粒の粗大化を防ぐと共に、鉄損や透磁率等の軟磁気特性を改善するのに有効な元素である。特に bcc相の低温での析出に有効である。この量があまり少ないと上記したような効果が得られず、また、あまり多いと逆に磁気特性の劣化を生じる。そのため、 Eの含有量は 0.1~8原子% の範囲が適している。好ましい範囲は 0.1~5原子% である。G元素は、結晶粒径の均一化に有効であると共に、磁歪および磁気異方性を低減させ、軟磁気特性の改善および温度変化に対する磁気特性の改善

*を表す) を示すものとする。上記したような特性を有する可飽和インダクタ 7は、例えば

$(Si_{1-c} B_c)_x$ (1)

※らに好ましくは0.03~0.08である。M元素は、熱処理によって直流角形比を上記した範囲内とするための元素であり、磁気特性の熱的安定性も改善される。その効果は bの値が 0.005未満では顕著でなく、0.10を超えるとキュリー温度が低くなりすぎる。より好ましい bの値は0.

10 0.01~0.09であり、さらに好ましくは0.02~0.08である。SiおよびBは、アモルファス化のために有効な元素であるが、 cの値が0.15未満ではアモルファス化が困難であり、 0.9を超えると十分な磁気特性が得られなくなる。より好ましい cの値は 0.2~0.8であり、さらに好ましくは 0.3~0.7である。また、これらアモルファス化元素の合計量が15at %未満では、低損失が得られる条件が極めて狭くなり、また 32at%を超えるとキュリー温度が低くなりすぎる。より好ましい xの値は 17at%~30at% の範囲であり、さらに好ましくは 20at%~28at%である。

【0020】一方、Feを基とする超微細結晶粒を有する軟磁性合金薄帯は、その平均結晶粒径が50nm以下であることが高周波損失の観点から好ましい。なお、平均結晶粒径はX線回折パターンの結果から、下記のScheererの式により得る値である。

【0021】 $D = K \cdot \lambda / \beta \cos \theta$

上記Fe基超微細結晶粒合金薄帯の好ましい合金組成としては、

$J_z Si_h B_i Z_j$ (2)

30 に有効な元素であり、 E元素 (例えばCu) との複合添加により bcc相をより広い温度範囲で安定化させることができる。この量があまり少ないと上記効果が得られず、またあまり多いと製造過程において非結晶質化がなされず、さらに飽和磁束密度が低くなる。そのため、 G元素の含有量は 0.1~10原子% の範囲が適している。さらに好ましい範囲は 1~8原子% である。

【0023】なお、 G元素中の各元素の効果は、上記効果と共にそれぞれ、4A族元素は最適磁気特性を得るために熱処理条件の拡大、5A族元素は耐脆化性の向上および切断等の加工性の向上、6A族元素は耐食性の向上および表面性の向上に有効である。この中で特に、Ta、Nb、W、Moは軟磁気特性の改善、Vは耐脆化性と共に表面性の向上の効果が顕著であり、好ましいものである。

【0024】J元素は、軟磁気特性の改善あるいは耐食性の改善に有効な元素である。しかし、その量が余り多いと飽和磁束密度が低下するため、10原子% 以下とする。この中で、特にAlは結晶粒の微細化、磁気特性の改善および bcc相の安定、Geは bcc相の安定、白金族元素は耐食性の改善に有効な元素である。

50 【0025】SiおよびBは、製造時における合金の非結

晶化を助成する元素であり、結晶化温度の改善ができ、磁気特性向上のための熱処理に対して有効な元素である。特にSiは微細結晶粒の主成分であるFeに固溶し、磁歪、磁気異方性の低減に寄与する。その量が12原子%未満では軟磁気特性の改善が顕著でなく、25原子%を超えると超急冷効果が小さく、 μ_{m} レベルの比較的粗大な結晶粒が析出し、良好な軟磁気特性は得られない。さらに、Siは規則格子を構成する必須元素であり、この規則格子の出現のために12~22原子%が特に好ましい。またBは3原子%未満では比較的粗大な結晶粒が析出して良好な特性が得られず、12原子%を超えると熱処理によりB化合物が析出しやすくなり、軟磁気特性を劣化させるため好ましくない。また、他の非晶質化元素としてZ元素(C、N、P)を10原子%以下の範囲で含んでいても良い。

【0026】なお、SiとB、および他の非晶質化元素との合計量は15~30原子%の範囲が好ましく、またSi/B=1が優れた軟磁気特性を得るのに好ましい。特に、Si量を13~21原子%にすることにより、磁歪 λ_s 約零が得られ、樹脂モールドによる磁気特性の劣化がなくなり、所期の優れた軟磁気特性を有效地に発揮させることが可能となる。また、上記Fe基軟磁性合金において、O、S等の通常のFe系合金にも含まれているような不可避的な不純物を微量含んでいても、本発明の効果を損うものではない。

【0027】上記したような組成を有するFe基超微細結晶粒合金薄帯は、液体急冷法により一旦アモルファス状態の薄帯とした後、得られたアモルファス状の薄帯に対して、このアモルファス合金の結晶化温度以上の適当な温度例えれば500°C~600°Cの範囲の温度で30分~15時間熱処理することにより、粒径50nm以下の超微細結晶粒を析出させることにより得られる。またさらに熱処理として、磁場中熱処理(薄帯幅方向、板厚方向、回転磁場熱処理)を追加してもよい。これらの熱処理における雰囲気は特に問わず、N₂、Ar等の不活性ガス、真空中、H₂等の還元雰囲気中、大気中等のいずれでもよい。

【0028】このようにして得られるFe基超微細結晶粒合金薄帯中の粒径50nm以下の微細結晶粒は、面積比で2.5%~95%の範囲で存在させることができ。微細結晶粒の面積比があまり少ないと、すなわち非晶質相があまり多いと、鉄損が大きく、透磁率が低く、磁歪が大きくなる。また、逆にその量があまり多いと、磁気特性を劣化させる。合金中の微細結晶粒のより好ましい存在比としては、面積比で40%~90%の範囲であり、この範囲において特に安定して軟磁気特性を得ることができる。

【0029】前述したような板厚15 μ_{m} 以下のCo基アモルファス合金薄帯、あるいはFe基超微細結晶粒合金薄帯の基となるアモルファス合金薄帯は、大気中での単ロール法または減圧下や不活性ガス雰囲気下での単ロール法により得ることができる。前者の製造方法は、特に10 μ_{m}

m~15 μ_{m} の薄帯を得る場合に有効であるが、同一板厚の場合、後者の方法で作製した薄帯が特性上好ましい。後者の方法は、減圧下あるいは不活性ガス雰囲気で下記の条件を満足させつつ冷却ロールに溶融金属を射出し、溶融金属を超急冷させる。上記した製造条件とは、合金溶湯を射出するノズル形状、ノズルと冷却ロールとの距離、射出圧、冷却ロールの材質および周速等であり、それぞれ好ましい範囲は次の通りである。ノズル形状は矩形状とし、短辺を0.2mm以下とする。ノズルと冷却ロールとの距離は0.2mm以下が好ましく、射出時の圧力は0.03kg/cm²以下が好ましい。冷却ロールの材質はCu基合金やFe基合金が、また周速は20m/sec以上が好ましい。また、合金溶湯を射出する際の雰囲気は10⁻²Torr以下の減圧下や60Torr以下の不活性雰囲気下が好ましい。次に、上記した構成を有するスイッチング電源の具体例およびその評価結果について述べる。

実施例1

まず、(Co_{0.90}Fe_{0.06}Cro_{0.04})₇₅(Si_{0.55}Bo_{0.45})₂₅の組成を有するCo基アモルファス薄帯を以下に示す方法で作製した。すなわち、溶融金属の射出時のノズルの形状は、6mm×0.12mmのスリット形状とし、ノズルと冷却ロールとの間隔は0.1mmとした。また、冷却ロールの材質はFeを用いた。このような単ロール装置を真空チャンバー内に配置し、真空チャンバー内を5×10⁻⁵Torrまで真空排気した後、周速40m/secに制御された冷却ロールの周面上に、圧力0.02kg/cm²で上記組成の溶融金属を射出し、超急冷して幅5.5mmの長尺なCo基アモルファス合金薄帯を得た。なお、得られた薄帯は、表面性に優れかつピンホール等の少ない良好なものであった。

【0030】次に、上記薄帯を外径10mm、内径7mmの磁心形状に成形した後、窒素雰囲気中にて420°C×60分の条件で熱処理を施した。

【0031】このようにして得た磁心の直流角形比および1MHzの角形比を自動自記磁束計(横河電機製)および磁気特性計測システム(岩崎通信機製、SY-8617)を用いてそれぞれ測定した。その結果、直流角形比は22%、1MHzの角形比は81%であった。上記磁心を用いたインダクタを、図2に示した回路の可飽和インダクタ7として挿入し、スイッチング周波数1MHzでスイッチング電源を動作させた。その際の電流および電圧波形を図3に示す。図3から明らかのように、安定した動作特性が得られており、電源効率は84.4%で、また動作時の磁心の温度上昇は21°Cであった。また、上記インダクタを、図1に示した回路の可飽和インダクタ7として挿入した場合においても、同様に良好な結果が得られた。

【0032】また、本発明との比較として、上記実施例と同一組成で、板厚を20 μ_{m} としたCo基アモルファス合金薄帯を用いる以外は、実施例1と同様にして磁心(比較例1)を作製し、同様に動作特性を評価したところ、67°Cの温度上昇が見られ、電源効率は81.4%であった。

【0033】さらに、 $(Co_{0.95}Fe_{0.05})_{80}(Si_{0.5}B_{0.5})_{20}$ の組成を有するCo基アモルファス合金を用いて、実施例1と同様な方法で板厚 $6\mu m$ の薄帯を作製し、同一形状の磁心とした。この磁心に、薄帯長手方向に磁場を印加しながら、 $300^{\circ}C$ で1時間磁場熱処理を施した後、実施例と同様にして磁気特性を測定した。その結果、直流角形比は88%、1MHzの角形比は97%であった。この磁心を用いたインダクタを、図2に示した回路の可飽和インダクタ7として挿入し、実施例と同様にして動作させたところ、電流および電圧波形は実施例と類似していたが、動作時の磁心の温度上昇が $62^{\circ}C$ と大きく、また電源効率は81.8%と、効率低下をもたらす結果となった。

【0034】実施例2

$(Co_{0.93}Fe_{0.04}Mn_{0.03})_{74}(Si_{0.6}B_{0.4})_{26}$ の組成を有するCo基アモルファス合金を用いて、幅5mmの試料を各種板厚で作製した。この際に、板厚 $12\mu m$ 以上の試料は大気中にて通常のロール法で、またそれ以下の板厚の試料は実施例1と同様に真空中における単ロール法により作製し、板厚はロール周速の変化により制御した。得られた薄帯をそれぞれ外径15mm、内径8mmの磁心形状に巻回した後、 $430^{\circ}C$ 、30分の条件で真空中にて熱処理し

た。

【0035】これらの磁心を実施例1と同じ仕様のスイッチング電源回路の可飽和インダクタ（図2における符号7）として用い、動作時の磁心の温度上昇および電源効率を評価した。それらの結果を図4に示す。図4から明らかなように、本発明のスイッチング電源において、効率は高く、また磁心の温度上昇も低く押さえられている。

【0036】実施例3

10 下記の表1に組成を示すCo基アモルファス合金薄帯を、実施例1と同一条件でそれぞれ作製し、実施例1と同一の磁心形状に成形した後、それぞれ表1に示す条件で熱処理を施し、インダクタ用磁心とした。これら各磁心の磁気特性を実施例1と同様にして測定した。また、これら各磁心を用いたインダクタを、図1に示した回路の可飽和インダクタ7、あるいは図2に示した回路の可飽和インダクタ7として挿入し、実施例1と同様にして動作させ、その際の磁心の温度上昇を測定した。それらの結果を表1に併せて示す。

20 【0037】

【表1】

No	合金組成	板厚 (μm)	熱処理 条件#1	直角比 (%)	1MHz角比 (%)	温度上昇 (C)
実施例	1 (Co0.88Fe0.06Cr0.06)77(Si0.6 B0.4)28	5.6	A	13	84	27
	2 (Co0.89Fe0.06Cr0.05)76(Si0.6 B0.4)24	5.8	A	10	86	25
	3 (Co0.90Fe0.06Cr0.04)75(Si0.6 B0.4)25	5.9	A	15	85	22
	4 (Co0.91Fe0.06Cr0.03)74(Si0.6 B0.4)26	5.7	A	20	86	24
	5 (Co0.92Fe0.06Cr0.02)73(Si0.6 B0.4)27	5.5	A	25	82	22
	6 (Co0.93Fe0.06Cr0.01)72(Si0.6 B0.4)28	6.8	A	42	88	25
	7 (Co0.92Fe0.02Mn0.06)75(Si0.5 B0.5)25	6.4	A	19	77	24
	8 (Co0.92Fe0.03Mn0.05)75(Si0.6 B0.4)25	5.5	A	21	80	21
	9 (Co0.93Fe0.03Mn0.04)74(Si0.5 B0.5)26	7.2	A	26	83	26
	10 (Co0.94Fe0.04Mn0.02)73(Si0.5 B0.5)27	7.0	A	30	85	28
	11 (Co0.94Fe0.05Mn0.01)72(Si0.5 B0.5)28	8.1	A	35	88	30
	12 (Co0.84Fe0.08Ni0.08)75(Si0.6 B0.4)25	7.4	A	22	80	24
	13 (Co0.86Fe0.08Ni0.06)74(Si0.6 B0.4)26	7.7	A	35	87	26
	14 (Co0.89Fe0.07Ni0.04)73(Si0.6 B0.4)27	6.2	A	36	87	28
	15 (Co0.91Fe0.06Ni0.03)72(Si0.6 B0.4)28	5.9	A	42	89	30
	16 (Co0.90Fe0.06 V0.04)77(Si0.6 B0.4)23	6.2	C	15	79	29
	17 (Co0.90Fe0.06Cu0.04)78(Si0.6 B0.4)22	6.0	C	10	79	30
	18 (Co0.90Fe0.06Nb0.04)79(Si0.6 B0.4)21	5.8	C	8	76	32
	19 (Co0.90Fe0.06Mo0.04)80(Si0.6 B0.4)20	6.6	C	5	76	32
	20 (Co0.90Fe0.06Ta0.04)75(Si0.6 B0.4)25	5.9	C	18	80	25
	21 (Co0.90Fe0.06 W0.04)75(Si0.6 B0.4)25	6.3	C	18	80	24
比較例	22 Co70Fe5Si10 B15	18.0	B	90	98	70
	23 (Co0.88Fe0.06 V0.08)79(Si0.6 B0.4)21	18.0	B	80	96	66
	24 (Co0.88Fe0.06 W0.08)79(Si0.6 B0.4)21	18.0	B	80	96	68

*1 热処理条件

A : 歪取り热処理 (440°C、30分)

B : 歪取り热処理 (440°C、30分) + 薄带長手方向磁場热処理(200°C、1時間、10Oe)

C : 薄带幅方向磁場热処理(250°C、1時間、1kOe)

表1から明らかなように、磁心の直流角形比が0.5%~7%の範囲で、かつ1MHzにおける角形比が70%~95%の範囲のCo基アモルファス合金薄帯を用いた可飽和インダクタ7をレゾナンサとしてスイッチング電源回路に挿入することにより、スイッチング損失が低減できると共に、可飽和インダクタ7自身による高周波損失も抑制できるため、電源効率の向上を図ることができる。

【0038】実施例4

まず、表2に組成を示す各Fe基アモルファス合金薄帯を作製した。薄帯の作製条件は、実施例2と同様に、板厚12μm以上については大気中で、それ以下は真空中で作製した。得られた各薄帯を外径12mm、内径9mmの磁心形

状に巻回した後、窒素雰囲気中にて540°C~580°Cの温度で1時間熱処理した。

【0039】これらの磁心の磁気特性を実施例1と同様な方法で評価した。また、これらの磁心を実施例1と同じ仕様のスイッチング電源回路の可飽和インダクタ(図2における符号7)として用い、動作時の磁心の温度上昇を評価した。それらの結果を併せて表2に示す。本発明のスイッチング電源において、効率は高く、また磁心の温度上昇も低く押さえられている。

【0040】

【表2】

No	合金組成	板厚 (μm)	熱処理 条件*2	平均電圧 (mV)	直線解説 (%)	1MHz効率 (%)	温度上昇 (°C)
実施例	1 Fe74Cu1Mo4Si14 B7	5.8	D	14	38	85	34
	2 Fe74Cu1Ta3Si13 B9	5.3	D	14	45	88	32
	3 Fe72Cu2 W3Si14 B9	6.4	D	12	27	82	31
	4 Fe71Cu3Nb3Si14 B9	7.1	D	10	21	79	34
	5 Fe71Cu1 V7Si12 B9	9.2	D	22	50	90	38
	6 Fe73Au1Mo3Si14 B9	7.4	D	19	41	86	33
	7 (Fe0.9Ni0.1)74Cu1Ta3Si14 B8	8.5	D	17	38	88	35
	8 (Fe0.9Co0.1)73Cu1 W3Si12 B11	8.5	D	17	40	85	35
	9 Fe72Cu1Nb3Cr3Si13 B8	12.5	D	16	32	83	42
	10 Fe72Cu1Nb3Mn3Si13 B8	11.4	D	18	35	81	40
	11 Fe73Cu1Nb3Al2Si13 B8	10.5	D	17	37	88	40
	12 Fe72Cu1Nb3Ge3Si13 B8	14.1	D	19	30	82	45
	13 Fe72Cu1Nb3Ru3Si13 B7 C1	12.2	D	14	30	82	42
	14 Fe72Cu1Nb3Si13 B8 P3	10.8	D	15	44	85	39
	15 Fe72Cu1Nb2Cr3Si13 B8	11.0	D	27	52	89	38
比較例	16 Fe74Cu1Mo4Si14 B7	19.5	E	—	63	96	76
	17 Fe74Cu1Mo4Si14 B7	19.5	D	15	72	93	60
	18 Fe74Cu1Mo4Si14 B7	19.5	F	15	88	98	72

*2 热処理条件

D : 540°C ~ 580°C、1時間、窒素雰囲気中

E : 440°C、1時間、窒素雰囲気中

F : 560°C、1時間熱処理後、250°C、2時間、薄帯長手方向磁場熱処理 (H=10Oe)、
窒素雰囲気中

なお、上記各実施例においては、本発明のスイッチング電源をフォワードコンバータ回路型に適用した例について説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、種々のスイッチング電源回路に適用することが可能である。

【0041】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のスイッチング電源によれば、例えば500kHz以上というような周波数でスイッチングを行う場合においても、可飽和インダクタ自身による高周波損失が小さく、かつスイッチング損失を有効に低減できるため、電源効率の大幅な向上を図ることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例によるスイッチング電源の構成を示す回路図である。

【図2】本発明の他の実施例によるスイッチング電源の構成を示す回路図である。

【図3】本発明の一実施例のスイッチング電源における電流および電圧波形を示す図である。

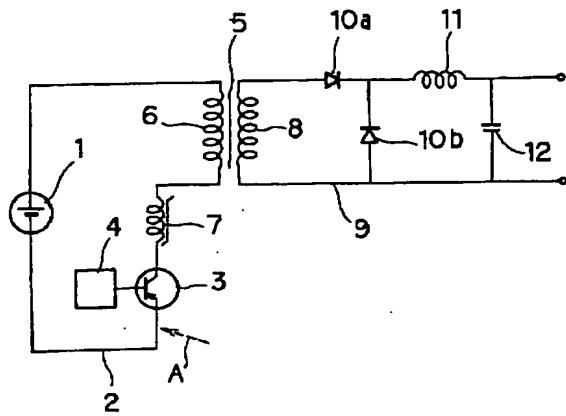
【図4】本発明の実施例のスイッチング電源に挿入した可飽和インダクタの板厚と電源動作時の磁心の温度上昇および電源効率との関係を示す図である。

【図5】従来のスイッチング電源における電流および電圧波形を示す図である。

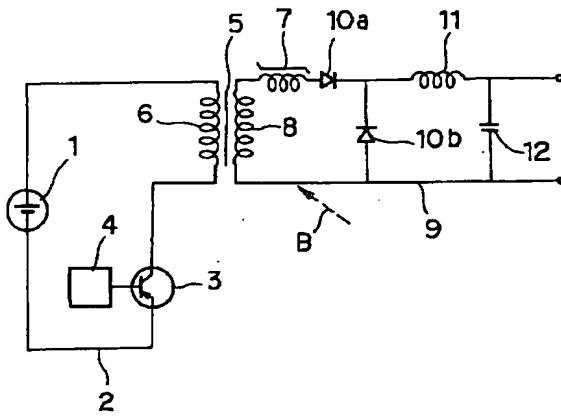
【符号の説明】

- 1 ……入力直流電源
- 2 ……スイッチング回路
- 3 ……スイッチング素子としてのトランジスタ
- 4 ……スイッチング制御回路
- 5 ……トランス
- 6 ……1次巻線
- 7 ……可飽和インダクタ
- 8 ……2次巻線
- 9 ……整流平滑回路
- 10a, 10b ……整流用ダイオード
- 11 ……チョークコイル
- 12 ……平滑用コンデンサ

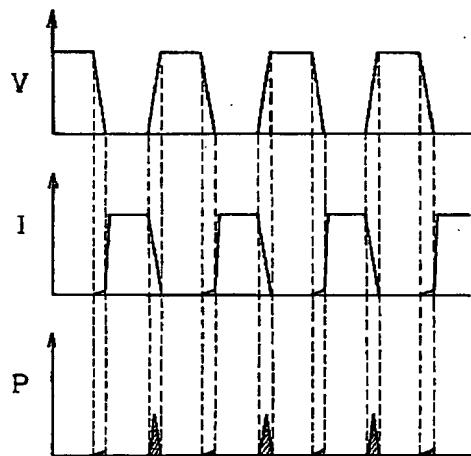
【図1】



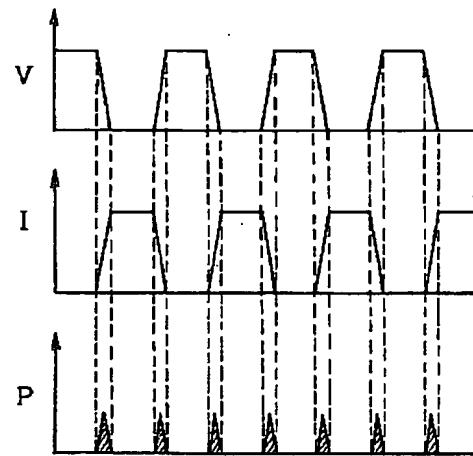
【図2】



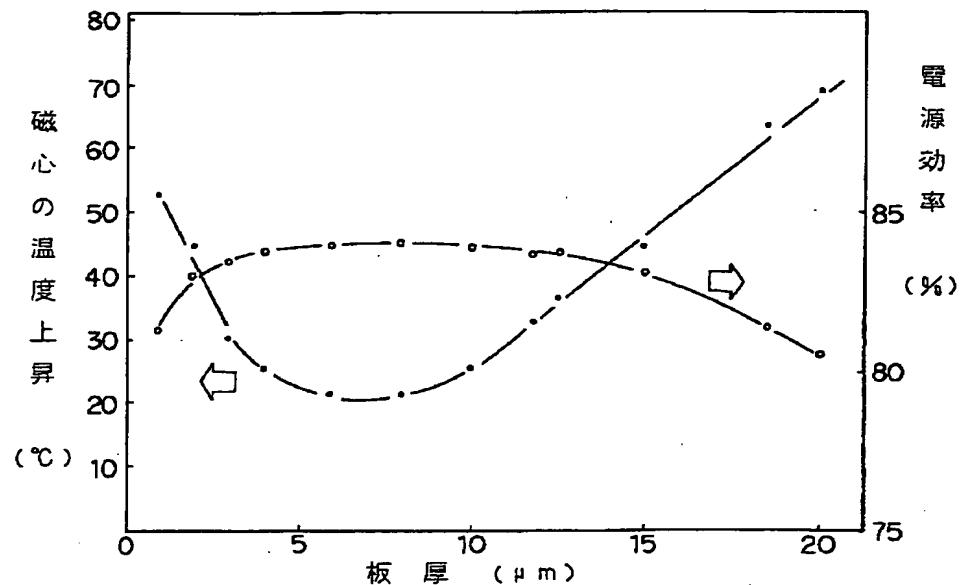
【図3】



【図5】



【図4】



フロントページの続き

(72) 発明者 日下 隆夫

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝横浜事業所内

(72) 発明者 中島 和美

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝横浜事業所内